

Correladores en Banda Base para un Interferómetro de Gran Formato a 30 GHz

David Ortiz⁽¹⁾, F.J. Casas⁽¹⁾, Enrique Villa⁽²⁾, Juan Luis Cano⁽²⁾, Eduardo Artale⁽²⁾,
ortizgd@ifca.unican.es, casas@ifca.unican.es, villae@unican.es, juanluis.cano@unican.es, artale@unican.es

(1) Instituto de Física de Cantabria. Edificio Juan Jordá, Campus de la Universidad de Cantabria, Avenida de los Castros s/n, 39005. Santander (Cantabria)

(2) Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Edificio I+D+i Telecomunicaciones. Plaza de la Ciencia s.n. 39005 Santander (Cantabria)

Abstract- The aim of the reported work is to explore the viability of a correlator for a future large-scale interferometer, with hundreds of receivers, by developing a pathfinder in which the 30 GHz receivers of QUIJOTE experiment will be reused. Nowadays, there are some interferometric experiments designed to study the Cosmic Microwave Background (CMB). Although the sensitivity of the instruments is proportional to the number of receivers, interferometers normally present a reduced number of them due to the difficulty to correlate a large number of wide-band signals. For this reason, thinking about a Michelson-type interferometer, two types of single base-line correlators are proposed in order to compare them and to analyse their viability. The first choice is an analog correlator designed on FR4 substrate with a 10 kHz video bandwidth. The maximum frequency of the correlator input signals should not exceed 300MHz. On the other hand, a digital version has been implemented using a PCI card from Agilent Technologies with a maximum digitalization rate of 1GS/s on each of its two inputs.

I. INTRODUCCIÓN

Las observaciones del Fondo Cósmico de Microondas (CMB, de sus siglas en inglés) requieren obtener medidas multibanda para analizar la radiación producida en las bandas de milimétricas y de microondas. El presente trabajo se enmarca dentro del proyecto EPI (Exploring the Physics of Inflation) en el que se pretende realizar el estudio observacional de la física del período inflacionario del universo basándose en datos del CMB obtenidos por el experimento QUIJOTE (Q, U, I Joint Tenerife) [1] y el satélite Planck [2] de la Agencia Europea del Espacio (ESA).

Dentro de los principales objetivos del proyecto EPI se encuentra el desarrollo de un instrumento de medida a 41 GHz que extienda el actual rango de frecuencias del experimento multifrecuencial QUIJOTE e incremente su sensibilidad. En paralelo a este instrumento se propone también explorar la viabilidad de un futuro interferómetro con cientos de receptores -gran formato-, mediante el desarrollo de un prototipo, para el que se reutilizarían los receptores del instrumento de 30 GHz del experimento QUIJOTE. En la actualidad existen interferómetros que están desarrollando un papel fundamental en el análisis de parámetros cosmológicos a través de observaciones del CMB [3-5]. La sensibilidad de estos instrumentos es directamente proporcional al número de receptores, es decir, a mayor número de receptores menor tiempo de observación es necesario para medir las fluctuaciones más pequeñas en la temperatura del CMB. Sin embargo el número de receptores que presentan es bastante reducido debido a la complejidad de correlar una gran cantidad de señales de banda ancha [5].

En el presente estudio se analizan dos tipos de correladores, uno analógico y otro digital, con el objetivo de saber cual de ellos puede ser el más apropiado para un interferómetro de gran formato. Los correladores propuestos son de línea de base simple, es decir, para únicamente dos señales de entrada, lo que implica que el interferómetro de gran formato resultante sería del tipo "Michelson" ya que las señales se mezclarían dos a dos.

A continuación se expone el funcionamiento simplificado de un interferómetro (para más detalles ver [6]). El interferómetro más simple consiste en dos antenas conectadas a un multiplicador y un integrador (ver Figura 1).

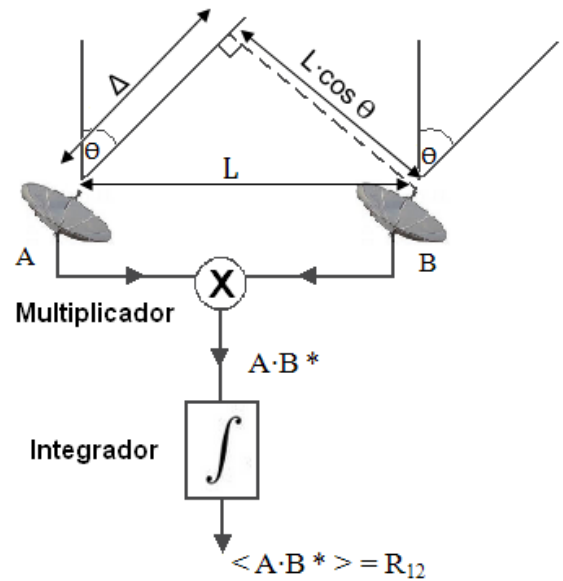


Fig. 1. Esquema simplificado de un interferómetro

Las tensiones A y B se multiplican dando AB^* a la salida. Dicha salida es promediada en el integrador, dando lugar a una señal proporcional a la correlación R_{12} del campo eléctrico recibido en las dos antenas. El conjunto multiplicador-integrador es denominado correlador por esta razón. Si de la antena 1 proviene la señal $A=E_1e^{i\omega t}$ y de la antena 2 se tiene $B=E_2e^{i(\omega t-k\Delta)}$ donde ω es la frecuencia angular, k es el número de onda y la señal B es retardada al pasar por el camino de longitud Δ , la salida del multiplicador es

$$AB^* = E_1 E_2^* e^{ik\Delta} \quad (1)$$

donde $\Delta = L \sin(\theta)$. La parte real de (1) es por tanto un coseno y la imaginaria un seno ambos función de θ . A la vista de esto se tiene que la salida de un interferómetro es una función compleja del retardo Δ/c . El patrón de interferencia (Figura 2) sería entonces un diagrama polar de la salida trazado en función de la variación del ángulo θ . Los máximos del patrón de interferencia ocurren cuando $\Phi = 2n\pi$ y por tanto están espaciados λ/L en $\sin(\theta)$.

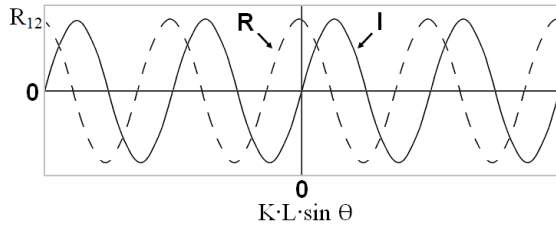


Fig. 2. Patrón de interferencia de un interferómetro

La idea común que poseen los interferómetros expuestos en la bibliografía [3-7] es la de hacer una conversión frecuencial de las señales de microondas para correlarlas posteriormente en banda base. Por esta razón, se han realizado dos prototipos capaces de correlar dos señales de entrada de frecuencias entre DC y varios cientos de MHz. Las medidas realizadas con cada uno servirán de referencia para describir sus principales ventajas e inconvenientes.

II. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LOS CORRELADORES

A. Correlador analógico

Para realizar este diseño se ha utilizado un correlador basado en la configuración de Ryle en el que se aplican conmutaciones de fase en ambas señales de entrada. Este tipo de correlador ya fue implementado en el instrumento VSA [7]. Gracias a la configuración que se muestra en la Fig.3, en la que se usa esa conmutación de fase también para obtener la señal de salida por demodulación sincrónica, es posible la eliminación de las variaciones de potencia que se puedan detectar en cada una de las antenas del instrumento, evitando de esta forma el ruido de baja frecuencia debido a los propios receptores o a las variaciones de la atmósfera.

La generación de señales TTL para la conmutación de fase se ha hecho utilizando un oscilador 555 (ICM7555) en configuración astable con el que se obtiene una señal cuadrada que modulará la señal de entrada proveniente de las antenas a una determinada frecuencia. Las señales de modulación de cada una de las entradas al correlador han de ser ortogonales. Esto se consigue mediante la división de la frecuencia de la señal de salida del 555 generada por dos flip-flops tipo D (SN74HC74N). Las salidas de ambos flip-flops se introducen en una puerta XOR (SN74HC86) que controlará un conmutador encargado de realizar la demodulación sincrónica de la señal de salida del amplificador diferencial (TL084). Para modular las señales de entrada del correlador se han utilizado unos mezcladores funcionando como conmutadores de fase 180°, introduciendo la señal de modulación por la entrada de IF. Posteriormente, estas señales son sumadas y restadas mediante un híbrido 180°.

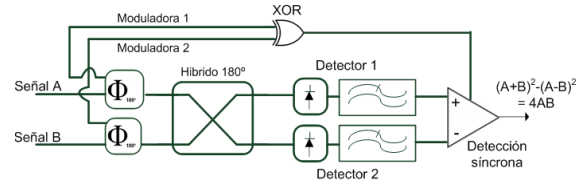


Fig. 3. Correlador en configuración 'Plus-minus'

Las dos salidas del híbrido son elevadas al cuadrado a través del uso de detectores a diodo y posteriormente restadas de nuevo mediante el uso del amplificador TL084. La señal de salida resultante, es proporcional al producto de las dos señales de entrada ($4AB$) y como se comentó anteriormente, será independiente de las variaciones que puedan aparecer en las señales de entrada. El diseño final del correlador descrito se muestra en la Fig. 4.

El diseño del detector y la fabricación del correlador se han realizado sobre un sustrato de FR4 ($\epsilon_r=4.7$) con un grosor de 1,5 mm. La frecuencia de funcionamiento del mismo va desde los 0.5 hasta los 300 MHz.

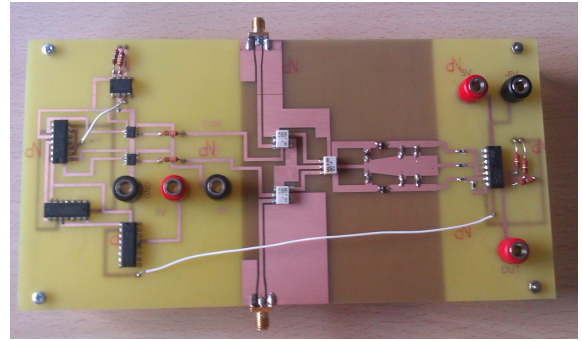


Fig. 4. Correlador analógico.

B. Correlador digital

Con el fin de implementar el correlador digital se ha utilizado la tarjeta digitalizadora U1071A de Agilent Technologies. Como características más importantes de la misma, se puede destacar que es una tarjeta PCI con 8 bits de resolución y una velocidad máxima de muestreo de 2GS/s combinando sus dos entradas. Para el presente caso, como se trata de implementar un sistema correlador de dos señales, la velocidad máxima de muestreo se reduce a 1GS/s por canal. Con esta velocidad de muestreo, según el teorema de muestreo de Nyquist, se podrán estudiar y reconstruir de forma exacta señales de entrada con una frecuencia máxima de 500 MHz.

Para controlar esta tarjeta, se ha utilizado el software de programación LabVIEW de National Instruments, el cual es un lenguaje de alto nivel, de tipo gráfico, y enfocado al uso en instrumentación. Se ha programado la tarjeta para mezclar ambas señales de entrada como se hizo en el caso del correlador analógico, pero en este caso de forma digital, programando la función de correlación en la FPGA (Field-Programmable Gate Array) que tiene la tarjeta de adquisición utilizada.

La Fig. 5 muestra el aspecto de la interfaz gráfica del programa desarrollado para esta aplicación. En este caso, se programó una estructura para adquirir señales por los dos canales de forma simultánea y ver y guardar la señal producto de las mismas.

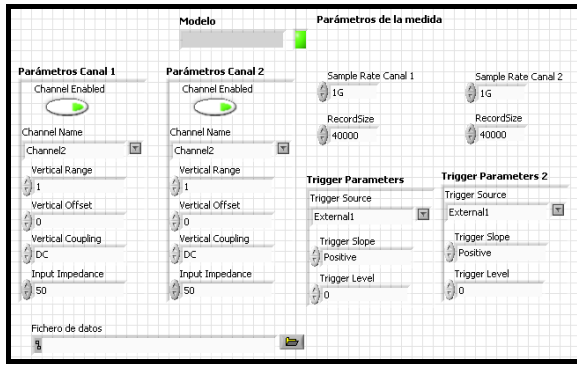


Fig. 5. Interfaz gráfica para el correlador digital.

III. MEDIDA Y COMPARATIVA DE LOS CORRELADORES

Con el fin de comprobar el correcto funcionamiento de ambos prototipos utilizando señales de entrada conocidas, se hace uso del principio de modulación de amplitud. Esta se produce cuando se mezclan (o multiplican) dos señales sinusoidales de frecuencia distinta. La ecuación 2 muestra la definición matemática de una señal sinusoidal como función del tiempo, siendo A su amplitud y f_c su frecuencia.

$$f(t)=A \cdot \sin(\omega t)=A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \quad (2)$$

La ecuación 3 muestra analíticamente cómo el producto de dos sinusoides de frecuencia diferente da lugar a una señal con dos componentes frecuenciales, una a la frecuencia suma de las iniciales y otra a la frecuencia diferencia.

$$\sin(\omega_1 t) \cdot \sin(\omega_2 t) = \frac{1}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \quad (3)$$

Este principio se utiliza para lograr modulación de amplitud en muchos sistemas de comunicaciones. A continuación, una vez realizado el producto de ambas señales y haciendo uso de un analizador de espectros en el caso del correlador analógico y de la transformada de Fourier en el digital, se analizan los espectros de las señales resultantes a la salida de los correladores para comprobar su correcto funcionamiento.

A. Correlador analógico

Las pruebas realizadas en este correlador sirven para comprobar que se cumple la condición que se muestra en (3). Como señales de entrada se introducen dos tonos, uno a una frecuencia de 250 MHz y el otro a una frecuencia 1 kHz superior a la primera. La potencia de estos tonos es de -20 dBm, valor adecuado para el comportamiento lineal del correlador. Con estas dos señales, el espectro de salida de la señal correlada sería un tono a la frecuencia diferencia (1 kHz) y otro a la frecuencia suma (500,001 MHz). En este caso, solamente se va a observar la componente de baja frecuencia de ese producto debido al filtro paso bajo -integrador- existente a la salida del detector síncrono. La Fig. 6 muestra la medida del espectro de la señal de salida, en el que se observa el tono a la frecuencia de 1 kHz.

Para medir el ancho de banda de video del correlador -ancho de banda de la señal de salida o integrada-, se realiza un barrido dejando una de las señales de entrada con frecuencia fija mientras que la frecuencia de la otra señal se va separando de la primera hasta observar una disminución

de 3 dB en la potencia detectada. La Fig. 7. muestra los valores normalizados de la potencia medida a la salida del correlador.

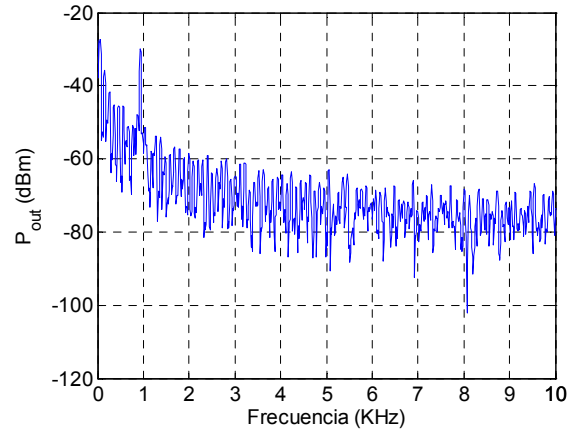


Fig. 6. Espectro de potencias con separación de 1 kHz entre tonos de entrada.

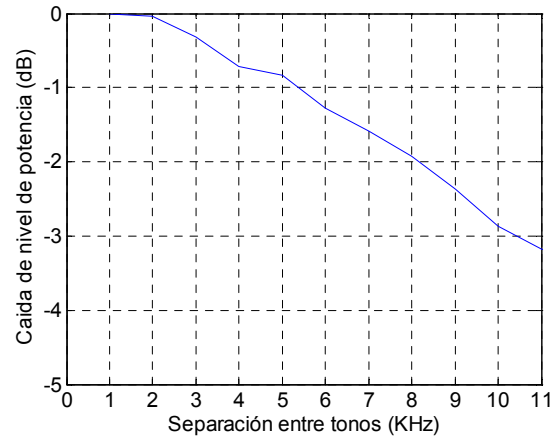


Fig. 7. Ancho de banda de video

Observando la gráfica anterior se puede confirmar que el ancho de banda de video de este prototipo es de aproximadamente 10 kHz, lo que limita a este ancho de banda las señales correladas $-R_{12}$ en la Fig. 1.- facilitando el muestreo en tiempo real de las mismas.

B. Correlador digital

En el caso de este prototipo, se programa una multiplicación directa de las señales de entrada y una posterior Transformada de Fourier para observar el espectro de la señal de salida. En este caso, el ancho de banda de video se puede definir programando un integrador con un ancho de banda u otro, según convenga. En principio, como no se tiene ninguna especificación al respecto no se ha implementado integrador alguno, lo que sería equivalente a tener un ancho de banda de video coincidente con el máximo que permite la tarjeta para trabajar en tiempo real -“throughput” en inglés-. Según las especificaciones de la tarjeta este sería de unos 200 MHz. Por otro lado, también sería posible implementar digitalmente un esquema de modulación síncrona equivalente al del prototipo analógico, pero no se ha hecho por simplicidad.

A modo de prueba del correcto funcionamiento de la tarjeta se han introducido de nuevo dos señales sinusoidales,

una de 100 y otra de 250 MHz con una potencia de -20 dBm para ver el espectro de salida, el cual se muestra en la Fig. 8.

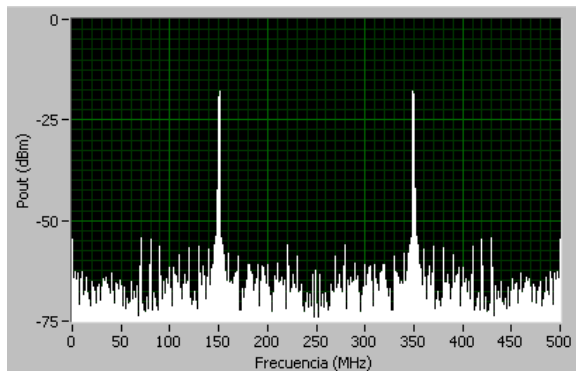


Fig. 8. Espectro de potencias con separación de 150 MHz entre tonos de entrada.

Se observa en el espectro de salida que se está realizando el producto de ambas señales de manera correcta. En este caso se observan dos tonos, uno a 150 MHz (frecuencia diferencia) y otro a 350 MHz (frecuencia suma). Como última prueba, se introducen como entradas dos señales de ruido de 80 MHz de ancho de banda centradas en 100 y 200 MHz y se observa el espectro mostrado en la Fig. 9.

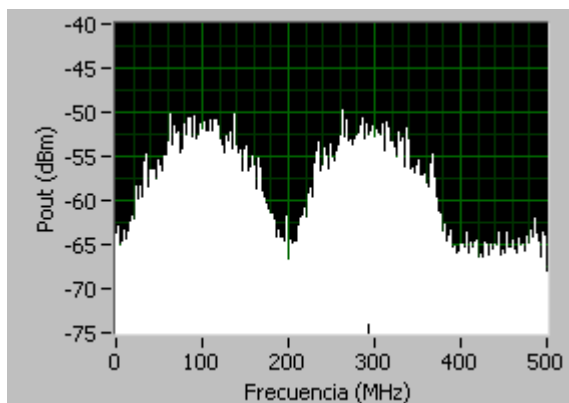


Fig. 9. Espectro de potencias con separación de 100 MHz entre tonos de entrada.

C. Comparativa

La principal ventaja que poseen los correladores digitales frente a los analógicos es que son fácilmente reconfigurables-programables- y permiten un mayor control sobre las fases de las señales a correlar. Esto es especialmente útil en el caso de la correlación de señales complejas como la que se muestra en la Fig. 9 y que son muy similares a las señales que manejan este tipo de correladores en su modo de operación nominal. Sin embargo, las versiones digitales de gran ancho de banda requieren tarjetas digitalizadoras con una gran velocidad de muestreo lo que incrementa mucho su precio, y sufren pequeñas degradaciones de las señales muestreadas debido al reducido número de bits que suelen ser capaces de gestionar -a lo sumo 12 bits y 8 en el caso propuesto-.

Por otro lado, los correladores analógicos se pueden implementar en banda-base con componentes baratos y de gran ancho de banda, pero necesitan ser recalibrados, para asegurar la correcta gestión de las fases de las señales, debido al funcionamiento no ideal de los componentes que forman parte de los mismos.

Teniendo en cuenta que el objetivo final es un interferómetro con cientos de receptores, parece claro que la versión digital quedaría descartada por el elevado precio que supondría tener que correlar las miles de líneas de base - $N(N-1)/2$ siendo N el número de señales a correlar-resultantes. Sin embargo, la versión analógica también presenta otros problemas importantes como el enrutado de los cientos de señales hacia y desde el correlador. Todo esto, conduce finalmente a proponer otro esquema de correlador analógico basado en el uso de tecnología óptica, en el que las señales de microondas en vez de ser correladas en banda base se mezclan a frecuencias ópticas.

IV. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se han desarrollado dos prototipos de correlador en banda-base para realizar un estudio de viabilidad orientado hacia un futuro interferómetro de gran formato. El prototipo analógico tiene un rango de frecuencias de funcionamiento de hasta 300 MHz, fijado por los componentes comerciales utilizados, y se ha obtenido un ancho de banda de video de 10 kHz aproximadamente. El prototipo digital se ha implementado con una tarjeta digitalizadora de Agilent Technologies con 500 MHz de ancho de banda y que permite un ancho de banda de video de hasta 200 MHz. A pesar de la flexibilidad y la facilidad en el control de las fases de las señales a correlar que presenta el prototipo digital, se observa una fuerte limitación debido al elevado coste de estas tarjetas. Es por eso que se apuesta por una versión analógica del correlador aunque utilizando otra tecnología distinta a la presentada en este trabajo, ya que esta supone problemas como el control de las fases y el enrutamiento de las señales. Próximamente se va a trabajar en un prototipo de correlador óptico que se cree que puede dar solución a todos estos inconvenientes.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se ha realizado con financiación del Ministerio de Ciencia e Innovación a través del programa CONSOLIDER-Ingenio 2010. Se quiere agradecer también a Eva Cuerno y Ana Rosa Pérez del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones (DICOM) por la ayuda con los montajes de los prototipos.

REFERENCIAS

- [1] J. A. Rubiño-Martín, R. Rebolo, M. Aguiar, et al. "The QUIJOTE-CMB Experiment: studying the polarization of the Galactic and Cosmological microwave emissions". Ground-based and Airborne Telescopes IV, Proc. of SPIE Vol. 8444, 84442Y, 2012.
- [2] Planck Collaboration, "Planck 2013 results. I. Overview of products and scientific results", arXiv:1303.5062v1 [astro-ph.CO] 20 Mar 2013.
- [3] A. C. S. Readhead, T. J. Pearson, "Interferometric Observations of the Cosmic Microwave Background Radiation" arXiv:astro-ph/0306383v1. 19Jun2003
- [4] Stephen Padin, Member, IEEE, John K. Cartwright, Martin C. Shepherd, John K. Yamasaki, and William L. Holzapfel, "A Wideband Analog Correlator for Microwave Background Observations," Transactions on instrumentation and measurement, Vol 50, N. 5, October 2001
- [5] Chao-Te Li et al. "AMiBA Wideband Analog Correlator". The Astrophysical Journal.716:746-757, June 2010.
- [6] A. R. Thompson, J. M. Moran, G. W. Swenson, Jr. "Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy" WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2004.
- [7] Michael E.JONES, P.F.SCOTT. "The Very Small Array: Status Report", arXiv:astro-ph/9804175v1, 19 April 1998.